

DOI:10.12158/j.2096-3203.2022.06.026

半桥三电平双有源桥不对称均压控制策略

王志刚^{1,2,3}, 王后生^{1,2,3}, 张青杰^{1,2,3}, 吴金利^{1,2,3}, 葛伟美^{1,2,3}

(1. 智能电网保护和运行控制国家重点实验室, 江苏 南京 211106;

2. 南瑞集团(国网电力科学研究院)有限公司, 江苏 南京 211106;

3. 国电南瑞科技股份有限公司, 江苏 南京 211106)

摘要:半桥三电平双有源桥(HBTL-DAB)电路工作时必须解决三电平侧上下直流母线电容均压问题,在传统对称控制模式中,可通过微调占空比的方法,实现带载情况下的电容电压均衡控制。然而在空载情况下,对称控制模式难以从控制策略上实现上下直流母线电容电压的均衡调节。针对该问题,文中提出一种针对HBTL-DAB电路的不对称控制方法,首先从理论上分析对称模式不能均压的原因,进而根据不对称方法计算空载时上下直流母线电容分别在正负半周期内传输的能量偏差。通过调节该能量偏差实现上下直流母线电容电压的均衡控制,并同时指出影响电压均衡控制效果的主要因素。最后通过仿真,对所述不对称控制方法在多种工况下的运行情况进行验证。结果表明,无论是外部持续存在不平衡因素的工况、只存在初始不平衡因素的工况,还是内部存在脉冲误差的工况,不对称控制方法都能实现空载和带载时的电压均衡控制。

关键词:半桥三电平(HBTL);双有源桥(DAB);对称控制,不对称控制;中点电位平衡;电压均衡

中图分类号:TM46

文献标志码:A

文章编号:2096-3203(2022)06-0221-09

0 引言

当前已投运的大多数工程中,直流变压器通常采用输入串联输出并联拓扑,即高压侧采用模块串联的形式^[1-3]。模块串联的个数直接影响直流变压器的体积和成本,因此提高中压侧出口处的直流电压等级,可以显著降低直流变压器的整体体积和系统成本,更加有利于直流变压器在寸土寸金的城市交直流配电网中推广应用。在使用同样电压等级开关器件的情况下,三电平拓扑的直流母线电压相比两电平提升了1倍,意味着直流变压器中压侧串联模块的数量可以减半,因此将三电平技术引入直流变压器领域很有必要。但是三电平技术必须解决中点电位平衡问题,使得拓扑中上下直流母线电容时刻保持均压,或维持在一个较低的电压偏差水平^[4]。

目前已有较多文献研究逆变器相关中点电位平衡问题^[5-6],但针对三电平直流变换器的研究相对较少。文献[7]对多电平双有源桥(dual active bridge, DAB)变换器的中点控制策略进行研究,但所述调制策略主要针对电平较多的工况,电压和电流更加接近正弦,与传统三电平DAB控制不一致。文献[8]使用的单电感均压电路实际上是一个电压平

衡器,不仅增加了体积较大的磁性器件,也造成了更多的损耗。文献[9]分析全桥三电平中点电压偏移的原因,指出飞跨电容的引入可以极大缓解中点电压的偏移,但仅仅是针对控制脉冲不一致这一特定原因,当外部存在其他不平衡因素时,并不能实现电压均衡或者将电压偏差限定在一定范围。文献[10]使用对称脉冲控制策略,但是并未对均压控制算法进行详细分析,且缺乏空载工况下的相关分析。

不借助电压平衡器,仅通过控制算法实现空载不平衡控制的方法较为少见。因此文中基于二极管中点箝位型半桥三电平双有源桥(half-bridge three-level dual active bridge, HBTL-DAB)拓扑,提出一种不对称控制策略,可以在空载、双向重载工况下具有较强的中点电压平衡能力^[11],既适用于自身控制脉冲不对称因素导致的不平衡,也适用于外部不平衡因素导致的不平衡。

1 对称控制存在的问题

常用的HBTL-DAB电路如图1所示。其中, C_1 和 C_2 分别为三电平电路的上、下直流母线电容; Q_1 — Q_4 依次为原边三电平电路的4个开关管; D_{Q1} — D_{Q4} 分别为 Q_1 — Q_4 的反并联二极管; D_1 和 D_2 分别为三电平电路中的上、下箝位二极管; S_1 — S_4 分别为副边全桥电路的4个开关管; D_{S1} — D_{S4} 分别为 S_1 — S_4 的反并联二极管; C_3 为副边全桥电路的

收稿日期:2022-08-01;修回日期:2022-10-14

基金项目:国家电网有限公司总部科技项目(SGNXDK00D-WJS2200035)

直流母线电容; T_r 为高频变压器,其变比为 $n : 1$; L_m 为励磁电感; L_r 为漏电感,也是 DAB 的传输电感; C_r 为隔直电容,可以根据实际情况进行配置以防止高频变压器饱和; i_{L_r} 为流经传输电感 L_r 的电流; V_{C1} , V_{C2} , V_{C3} 分别为电容 C_1 , C_2 和 C_3 两端的电压; V_{Ci} 为输入电压。

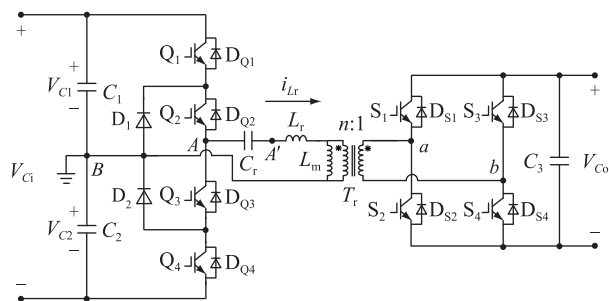


图 1 HBTL-DAB 电路拓扑

Fig.1 Topology of HBTL-DAB circuit

由图 1 可知,在不配置隔直电容时,HBTL-DAB 电路中三电平拓扑和高频变压器的励磁电感部分,在工作时可等效为电压平衡器^[12-14],充分利用了拓扑中的开关管和磁性器件,当开关管 Q_1/Q_2 (Q_1 和 Q_2 同步)和 Q_3/Q_4 (Q_3 和 Q_4 同步)占空比一致时,上下直流母线电容电压 V_{C1} 和 V_{C2} 能够自动平衡。然而高频变压器的励磁电感通常比较大,这种自平衡能力较弱,因此需要结合 Q_1/Q_2 和 Q_3/Q_4 占空比的调节,增强其均衡能力。在配置隔直电容时,不能构成电压平衡器结构,因此须依赖 Q_1/Q_2 和 Q_3/Q_4 占空比的调节,获得电压平衡调节能力。文中研究基于配置隔直电容的电路结构,可以实现均衡控制(上下占空比不一致)和 DAB 控制(上下占空比一致)的解耦,避免因占空比相差较大导致高频变压器饱和^[15-20]。

针对 HBTL-DAB 电路,文中所述对称控制方式,是指 Q_1/Q_2 或者 Q_3/Q_4 的驱动脉冲以半周期的中点对称^[21-23]。具体调制策略为 Q_1 和 Q_4 的占空比可调且占空比均不超过 50%, Q_3 的占空比与 Q_1 互补, Q_2 的占空比与 Q_4 互补。根据功率方向和电容偏差大小,调节 Q_1 和 Q_4 的占空比,实现上下直流母线电容电压平衡。以正向功率传输且 $V_{C1} < V_{C2}$ 的工况为例,此时应该减小 Q_1 的占空比,增大 Q_4 的占空比。

但是这种不平衡调节方式存在弊端,即调节能力随负载大小变化,在重载时调节能力最强,随着负载减小调节能力减弱,在空载时失去调节能力。对称控制模式下空载和带载时的均压仿真波形如图 2 所示,仿真中在上直流母线电容 C_1 两端并联放

电阻 1 k Ω ,下直流母线电容 C_2 两端不并联放电电阻,以模拟外部存在的不平衡因素。图 2 中,0 s—2 s 为空载,2 s—4 s 为正向额定功率,4 s—6 s 为负向额定功率。

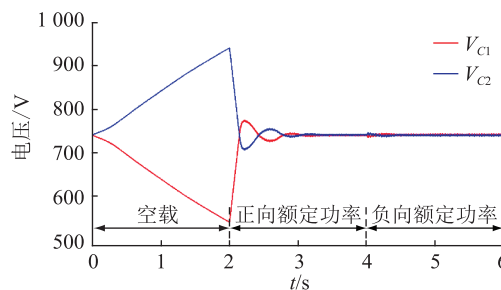


图 2 对称控制模式下空载和带载工况的均压效果

Fig.2 Balance control effect under no-load and loaded conditions in symmetrical control mode

由图 2 可知,带载情况下,无论是正向还是反向额定功率,电路能够获得较好的电压平衡能力。而在空载时,上下直流母线电容电压 V_{C1} 和 V_{C2} 呈发散趋势,不能收敛。一般上下直流母线电容会并联均压电阻,但是均压电阻多是几十千欧级别的大电阻,仅依靠均压电阻获得上下直流母线电容电压均衡较为困难,只有在上下直流母线电容电压偏差很大时才能稳定下来,此时 V_{C2} 已经超出开关管所能承受的压降,三电平电路失去工作条件。因此如果在控制上能够做到空载均衡,摒除控制盲区,做到全负载范围内主动均压控制,将大大增强电路工作的安全性。

而要在控制上做到主动均衡控制,须分析对称控制方法在空载时不具备调节能力的原因,进而针对性地改进控制算法。第 2 章将针对空载工况进行重点分析。

2 不平衡分析

参考图 1 中的参数标识,采用对称控制策略的电压电流波形如图 3 所示。图中, T 为电路的开关周期, $T'_1 = T'_4$, $T'_2 = T'_3$, $T'_1 + T'_2 = T/4$; Q_1 — Q_4 除表示图 1 中的开关管外,在图 3 中同时也表示开关管 Q_1 — Q_4 的驱动信号; V_{AB} 为图 1 中 A 和 B 两点之间的电压; $V_{A'B}$ 为图 1 中 A' 和 B 两点之间的电压; V_{ab} 为图 1 中 a 和 b 两点之间的电压; u_{L_r} 为图 1 中传输电感 L_r 两端的电压。设定初始条件 $V_{C1} < V_{C2}$, 高频变压器变比为 1:1, DAB 采用最基本的单移相控制,空载时 DAB 外移相角在 0 附近,为分析方便,认为移相角为 0,并忽略死区的影响。

图 3 中,起始时刻 $t_0 = 0$ 。 I_a , I_b , I_c , I_d , I_e 为各阶段转折点电流。当 DAB 控制进入稳态(非电容

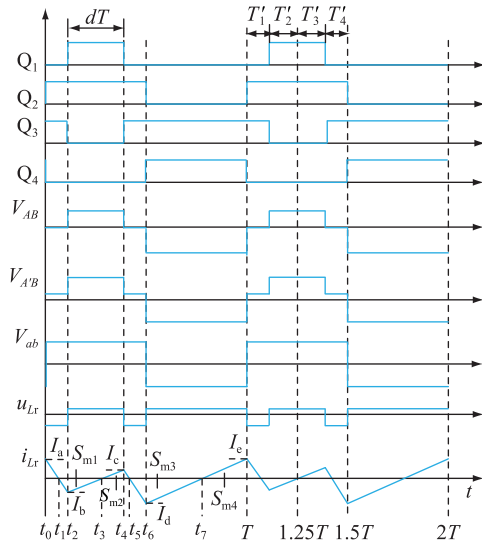


图3 对称控制模式下电压电流波形

Fig.3 Voltage and current waveforms in symmetrical control mode

均衡控制进入稳态)时, $I_a = -I_d$ 。 t_0, t_2, t_4, t_6 为各转折点时刻。 t_1, t_3, t_5, t_7 为电流过零点时刻。 u 为三电平侧上下直流母线平均电压, Δu 为 V_{C1} 与 V_{C2} 电压偏差的一半, 所以此时 $V_{C1} = u - \Delta u$, $V_{C2} = u + \Delta u$ 。 $S_{m1}, S_{m2}, S_{m3}, S_{m4}$ 分别为 t_2-t_3 阶段、 t_3-t_4 阶段、 t_6-t_7 阶段、 t_7-T 阶段电流 i_{Lr} 的积分。 x 为隔直电容上的直流电压。 则有:

$$V_{AB} = \begin{cases} 0 & t \in [0, t_2] \\ (u - \Delta u) & t \in (t_2, t_4] \\ 0 & t \in (t_4, t_6] \\ -(u + \Delta u) & t \in (t_6, T] \end{cases} \quad (1)$$

$$V_{A'B} = \begin{cases} x & t \in [0, t_2] \\ (u - \Delta u) + x & t \in (t_2, t_4] \\ x & t \in (t_4, t_6] \\ -(u + \Delta u) + x & t \in (t_6, T] \end{cases} \quad (2)$$

稳态情况下 $V_{A'B}$ 不存在直流分量, 因此满足:

$$\int_0^T V_{A'B} dt = 0 \quad (3)$$

设定 $dT = t_4 - t_2$, 其中 d 为 Q_1 的占空比, 则计算可得:

$$x = \Delta u(d + 0.5) + u(0.5 - d) \quad (4)$$

又可计算传输电感两端的压降为:

$$u_{Lr} = \begin{cases} -(0.5 + d)(u - \Delta u) & t \in [0, t_2] \\ (0.5 - d)(u - \Delta u) & t \in (t_2, t_4] \\ -(0.5 + d)(u - \Delta u) & t \in (t_4, t_6] \\ (0.5 - d)(u - \Delta u) & t \in (t_6, T] \end{cases} \quad (5)$$

记 t_0 时刻传输电感上的电流 $i_{Lr}(0)$ 为 I_a , 可得:

$$\begin{cases} I_b = I_a + \frac{-(0.5 + d)(u - \Delta u)(0.5 - d)T}{2L_r} \\ I_c = I_a + \frac{-(u - \Delta u)(0.5 - d)^2 T}{2L_r} \\ I_d = I_a + \frac{-(u - \Delta u)(0.5 - d)T}{2L_r} \end{cases} \quad (6)$$

$$\begin{cases} t_1 = \frac{L_r I_a}{(0.5 + d)(u - \Delta u)} \\ t_2 = 0.5(0.5 - d)T \\ t_3 = 0.5T - \frac{L_r I_a}{(0.5 - d)(u - \Delta u)} \\ t_4 = 0.5T(0.5 + d) \\ t_5 = \frac{L_r I_a}{(0.5 + d)(u - \Delta u)} + \frac{d}{0.5 + d}T \\ t_6 = 0.5T \\ t_7 = T - \frac{L_r I_a}{(0.5 - d)(u - \Delta u)} \end{cases} \quad (7)$$

列写 i_{Lr} 的表达式为:

$$i_{Lr} = \begin{cases} I_a + \frac{-(0.5 + d)(u - \Delta u)}{L_r} t & t \in [0, t_2] \\ I_a + \frac{-(0.5 + d)(u - \Delta u)(0.5 - d)T}{2L_r} + \frac{(0.5 - d)(u - \Delta u)}{L_r} \left(t - \frac{0.5 - d}{2}T \right) & t \in (t_2, t_4] \\ I_a + \frac{-(u - \Delta u)(0.5 - d)^2 T}{2L_r} - \frac{(0.5 + d)(u - \Delta u)}{L_r} \left(t - \frac{0.5 + d}{2}T \right) & t \in (t_4, t_6] \\ I_a + \frac{-(u - \Delta u)(0.5 - d)T}{2L_r} + \frac{(0.5 - d)(u - \Delta u)}{L_r} \left(t - \frac{T}{2} \right) & t \in (t_6, T] \end{cases} \quad (8)$$

稳态情况下 i_{Lr} 不存在直流分量, 因此满足:

$$\int_0^T i_{Lr} dt = 0 \quad (9)$$

式(9)对应到图3中, 即 i_{Lr} 与坐标轴横轴形成的面积之和为0(横轴之下记为负值), 根据 i_{Lr} 的分段公式分别计算各部分面积, 然后求和使之等于0, 可计算出:

$$I_a = \frac{T}{4L_r}(u - \Delta u)(0.5 - d) \quad (10)$$

再代入式(6)和式(7)可得:

$$\begin{cases} I_a = \frac{T}{4L_r}(u - \Delta u)(0.5 - d) \\ I_b = \frac{T}{4L_r}(u - \Delta u)(0.5 - d)(-2d) \\ I_c = \frac{T(u - \Delta u)(0.5 - d)}{4L_r} \times (2d) \\ I_d = \frac{T(u - \Delta u)(0.5 - d)}{4L_r} \times (-1) \end{cases} \quad (11)$$

$$\begin{cases} t_1 = \frac{T}{4} \times \frac{0.5 - d}{0.5 + d} \\ t_2 = \frac{0.5 - d}{2}T \\ t_3 = 0.25T \\ t_4 = 0.5T(0.5 + d) \\ t_5 = \frac{0.5 - d}{(0.5 + d)(u - \Delta u)} \times \frac{T}{4} + \frac{dT}{0.5 + d} \\ t_6 = 0.5T \\ t_7 = 0.75T \end{cases} \quad (12)$$

记正半周期高电平期间的输出能量为 w_1 , 负半周期低电平期间的输出能量为 w_2 , 则:

$$\begin{cases} w_1 = \int_{t_2}^{t_4} V_{AB} i_{Lr} dt = (u - \Delta u)(S_{m1} + S_{m2}) \\ w_2 = \int_{0.5T}^T V_{AB} i_{Lr} dt = (u + \Delta u)(S_{m3} + S_{m4}) \end{cases} \quad (13)$$

其中 $S_{m1} + S_{m2}$ 对应图 3 中电流与坐标轴横轴形成的面积之和(横轴之下记为负值)。 $t_3 = 0.25T$, 且控制脉冲对称, 所以 t_3 正好是这段斜线的中点, 可知 $S_{m1} + S_{m2} = 0$ 。同理 $t_7 = 0.75T$, 所以 $S_{m3} + S_{m4} = 0$ 。即 $w_1 = 0, w_2 = 0$ 。

可知, 对称控制模式下, 上半周期和下半周期总交换的能量为 0, 因此不具有电压平衡能力。

3 不对称均衡控制策略

不平衡因素可分为 2 种工况。一种是暂态的不平衡因素, 不平衡因素作用时间很短, 其导致不平衡发生后立即消失, 例如电路状态切换后又进入稳态。另一种是持续的不平衡, 例如由于某种原因, 触发脉冲不对称, 称为内部不平衡因素, 或者个别均压电阻失效为断路模式, 称为外部不平衡因素。下面针对这 2 种工况分别进行分析。

3.1 工况 1: 不平衡因素已消失

针对第 2 章的问题, 文中提出不对称脉冲均衡控制策略, 即 $T'_1 \neq T'_4$ 。在工况 1 中, 极限情况下, $T'_1 \approx 0, T'_4 \neq 0$ 。不对称控制模式下工况 1 电压电流波形如图 4 所示。

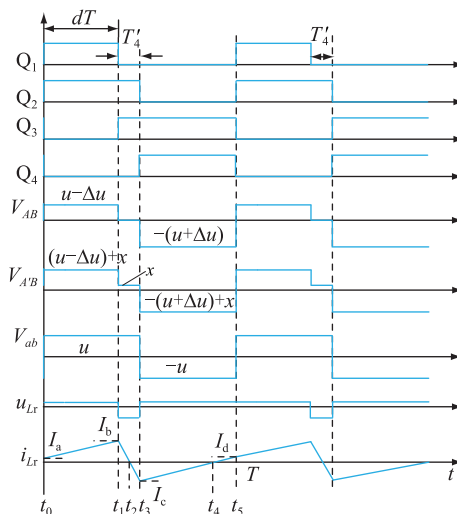


图 4 不对称控制模式下工况 1 电压电流波形

Fig.4 Voltage and current waveforms of condition 1 in asymmetric control mode

在 Q_1 和 Q_2 脉冲左侧对齐之后, 图 4 中 t_0 或 t_5 时刻, 会发生 0011 到 1100 直接转变, 违反“内管先开通, 外管先关断”原则, 因此需要添加 0110 过渡过程。由于过渡过程时间较短, 可在分析时忽略。

工况 1 一般出现在上下直流母线电容电压已存在不平衡, 但是造成不平衡的因素已经消失的条件下, 不对称控制将逐步使得电压恢复平衡。图 4 中设定初始条件 $V_{c1} < V_{c2}$, 高频变压器变比为 1:1, DAB 采用单移相控制。重新定义相关变量, 起始时刻 $t_0 = 0$; 周期结束时刻 $t_5 = T$; I_a, I_b, I_c, I_d 为各阶段转折点电流; 当系统进入稳态时, $I_a = I_d$; t_0, t_1, t_3 为各转折点时刻; t_2, t_4 为电流过零点时刻。采用与第 2 章同样的方法, 可以计算出:

$$\begin{cases} I_a = \frac{T}{2L_r}(0.5 - d)^2(u - \Delta u) \\ I_b = \frac{T(0.5 - d)(u - \Delta u)}{2L_r}(0.5 + d) \\ I_c = -\frac{T(0.5 - d)(u - \Delta u)}{2L_r}(0.5 + d) \\ I_d = \frac{T}{2L_r}(0.5 - d)^2(u - \Delta u) \end{cases} \quad (14)$$

$$\begin{cases} t_1 = dT \\ t_2 = 0.5T(0.5 + d) \\ t_3 = 0.5T \\ t_4 = 0.5T(1.5 + d) \end{cases} \quad (15)$$

则:

$$\begin{cases} w_1 = \int_{t_0}^{t_1} V_{AB} i_{Lr} dt = (u - \Delta u) \int_0^{t_1} i_{Lr} dt \\ w_2 = \int_{t_3}^T V_{AB} i_{Lr} dt = (u + \Delta u) \int_{0.5T}^T i_{Lr} dt \end{cases} \quad (16)$$

根据式(14)和式(15)可计算出:

$$\begin{cases} \int_0^{t_1} i_{Lr} dt = \frac{dT^2(0.5-d)(u-\Delta u)}{4L_r} \\ \int_{0.5T}^T i_{Lr} dt = -\frac{dT^2(0.5-d)(u-\Delta u)}{4L_r} \end{cases} \quad (17)$$

所以单周期正负半周能量之差为:

$$w_1 - w_2 = -\frac{dT^2(u-\Delta u)}{2L_r}(0.5-d)\Delta u \quad (18)$$

其中 d 为一个接近 0.5 的数,而 Δu 远小于 u , 因此不平衡控制能力主要受制于 $0.5-d$ 和 Δu , 即零电平时间和上下直流母线电容压差。而当 $d=0.5$ 时,无论 Δu 为多少,都不具备不平衡调节能力。当 $\Delta u \approx 0$ 时,主要依靠实时调节零电平时间来维持电压平衡。

3.2 工况 2:不平衡因素持续存在

工况 2 一般出现在上下直流母线电容电压已存在不平衡,并且造成不平衡的因素持续存在的条件下。不对称控制模式下工况 2 电压电流波形图 5 所示。在工况 2 中,极限情况下,一个循环中的前一个开关周期 $T'_1 \approx 0$, $T'_4 \neq 0$, 后一个开关周期 $T'_4 \approx 0$, $T'_1 \neq 0$ 。

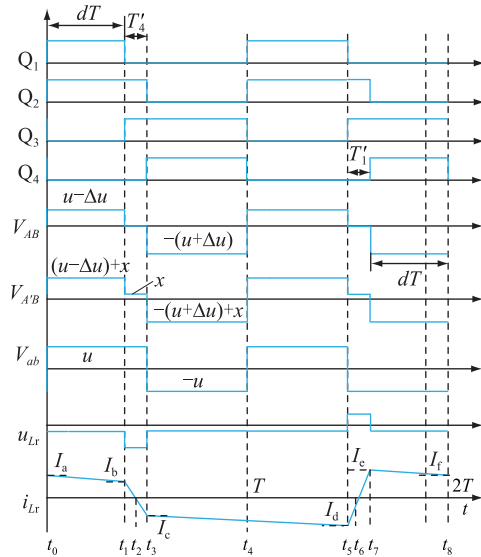


图 5 不对称控制模式下工况 2 电压电流波形

Fig.5 Voltage and current waveforms of condition 2 in asymmetric control mode

图 5 中设定初始条件 $V_{C1} < V_{C2}$, 高频变压器变比为 1:1, DAB 采用单移相控制。工况 2 跨越 2 个开关周期,前一个开关周期等效为外移相角为正,即功率正向传输,后一个等效为外移相角为负,即功率负向传输,通过正负向功率不同调节上下直流母线电容电压不平衡。

重新定义相关变量,起始时刻 $t_0 = 0$; 单周期结束时刻 $t_4 = T$; 双周期结束时刻 $t_8 = 2T$; $I_a, I_b, I_c,$

I_d, I_e, I_f 为各阶段转折点电流;当系统进入稳态时, $I_a = I_f$; t_0, t_1, t_3, t_5, t_7 为各转折点时刻; t_2, t_6 为电流过零点时刻。计算过程同 3.1 小节,可计算得式(19)和式(20)。根据式(19)可知,通过控制 $0.5-d$ 的大小,可以控制双周期内电流峰值 I_d 和 I_e 的大小。

$$\begin{cases} I_a = \frac{(0.5-d)T}{2L_r}(1.5u-du) \\ I_b = \frac{(0.5-d)T}{2L_r}[1.5u-2d(0.5u+\Delta u)] \\ I_c = \frac{(0.5-d)T}{2L_r}[-(0.5+d)u+\Delta u] \\ I_d = \frac{(0.5-d)T}{2L_r}[-(0.5+d)u-\Delta u] \\ I_e = \frac{(0.5-d)T}{2L_r}[1.5u-2d(0.5u-\Delta u)] \end{cases} \quad (19)$$

$$\begin{cases} t_1 = dT \\ t_2 = \frac{(0.75u+d^2u-2d\Delta u)T}{2[u-\Delta u(0.5+d)]} \\ t_3 = 0.5T \\ t_4 = T \\ t_5 = 1.5T \\ t_6 = \frac{(3.25u-d^2u+2\Delta u+2d\Delta u)T}{2[u+\Delta u(0.5+d)]} \\ t_7 = 2T-dT \\ t_8 = 2T \end{cases} \quad (20)$$

采用 3.1 节的方法,可计算双周期正负半周能量之差,并化简为:

$$w_1 - w_2 = -\frac{(0.5-d)^3 u^2 T^2}{L_r} + \frac{(0.5-d)(4d^2+1)\Delta u^2 T^2}{4L_r} \quad (21)$$

由式(21)可知,不平衡控制能力主要受制于 $0.5-d$ 和 Δu 。当上下直流母线电容电压逐渐恢复平衡时, Δu 作用减弱, $0.5-d$ 将起主导调节作用。从另一方面说,当 $d \neq 0.5$ 时,即使固定 d 不变, Δu 最终也会稳定在一定水平,不会发散。

4 仿真实证

仿真主要参数如表 1 所示。仿真所用控制策略如图 6 所示。DAB 采用单移相控制,当输入输出电压平衡时,电流应力最小^[24-25]。图 6 中, V_{set} 为低压侧输出电压设定值,设为额定电压; V_{Co} 为低压侧实际输出电压; Δd 为电压均衡比例积分(proportional

integral, PI) 计算输出值; φ 为外移相角, 定义为 V_{AB} 电平中点与 V_{ab} 中点之间的相角; d_1-d_4 分别为 Q_1-Q_4 的占空比。

表 1 仿真主要参数

Table 1 Main parameters of simulation

参数	数值	参数	数值
高压侧额定电压 V_{GN}/V	1 500	额定容量/kW	80
低压侧额定电压 V_{GN}/V	750	开关频率 f/kHz	3
高频变压器变比	1:1	直流母线电容 C_1/mF	5
传输电感 $L_r/\mu\text{H}$	180	直流母线电容 C_2/mF	5
隔直电容 $C_r/\mu\text{F}$	200	直流母线电容 C_3/mF	5
励磁电感 L_m/mH	40	死区时间/ μs	2

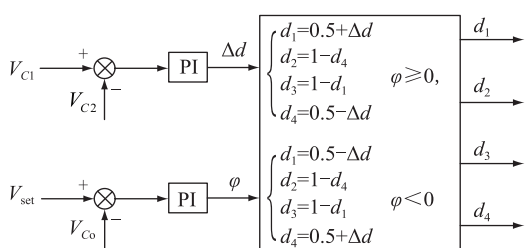
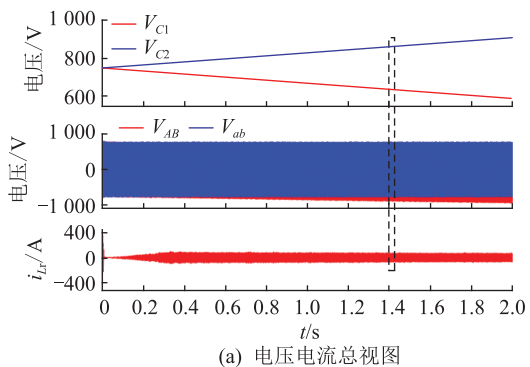


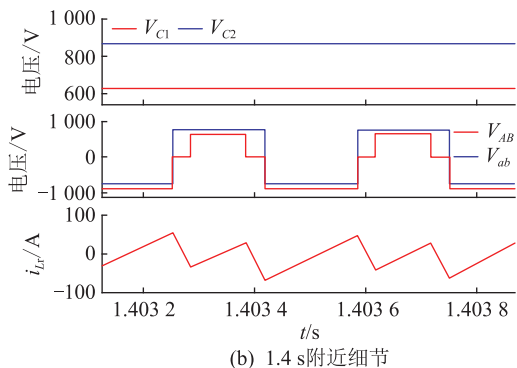
图 6 控制策略框图

Fig.6 Block diagram of control strategy

参照图 3, 首先设置不对称度 $T'_1 = 0.5T$, 实际上此时即为对称控制, 此时电压电流见图 7。此时上直流母线电容电压 V_{C1} 小于下直流母线电容电压 V_{C2} , 电流 i_{Lr} 与图 3 一致。



(a) 电压电流总视图

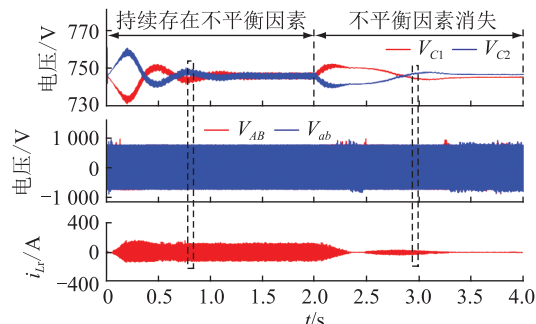


(b) 1.4 s附近细节

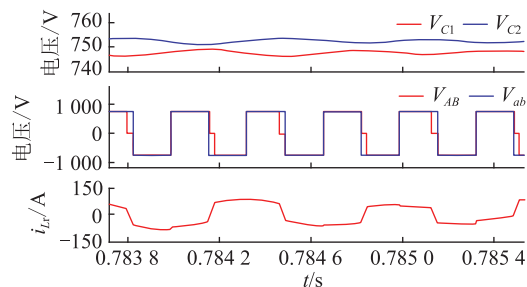
图 7 对称控制模式下空载电压电流

Fig.7 Voltages and currents under no-load condition in symmetrical control mode

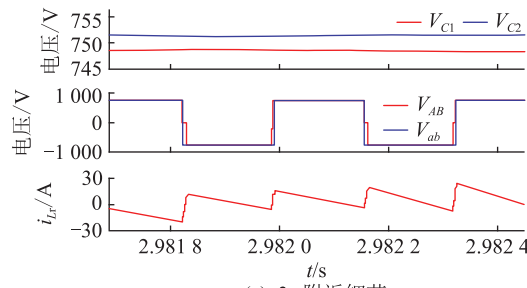
设置不对称度 $T'_1 = 0.1T$, 保证三电平中零电平的过渡时间。0 s—2 s 时, 同第 1 章一致, 在 V_{C1} 上并联一个 1 k Ω 的电阻, 模拟外部存在的平衡因素, 2 s—4 s 撤除外部不平衡因素。不对称模式下的空载电压电流如图 8 所示。由图 8 可知, 不管不平衡因素存在与否, 不对称控制方法都可以使得上直流母线电容电压 V_{C1} 恢复平衡。



(a) 电压电流总视图



(b) 0.8 s附近细节



(c) 3 s附近细节

图 8 不对称控制模式下空载电压电流 (2 s 时撤除不平衡因素)

Fig.8 Voltages and currents under no-load condition in symmetric control mode (withdrawal of unbalance factor at 2 s)

图 8 中 0.8 s 和 3 s 附近分别对应第 3 章中的图 5 和图 4。图 8(b) 电流的波动周期变为 $2T$, 因此在设计高频变压器时应考虑此种工况时的饱和磁通, 或者通过限制 Δd 的大小限制电流峰值。当 Δd 受到限制时, 根据式 (18) 和式 (21), 不对称控制也能将不平衡程度控制在一定范围, 不会发散。 Δd 为固定值时的上下直流母线电容电压如图 9 所示。

设置外部不平衡负载同图 8, 使得 HBTL-DAB 电路在 0 s—2 s、2 s—4 s、4 s—6 s 时分别工作在空载、正向额定功率和负向额定功率, 不对称控制模

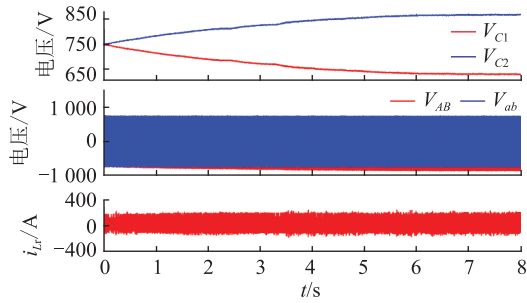


图9 Δd 为固定值时上下直流母线电容电压

Fig.9 Upper and lower direct current bus capacitor voltages when Δd is a fixed value

式下空载和带载电压电流如图 10 所示。对比图 2 可知,不对称控制方法在空载和带载情况下均有效,有较好的均压效果。

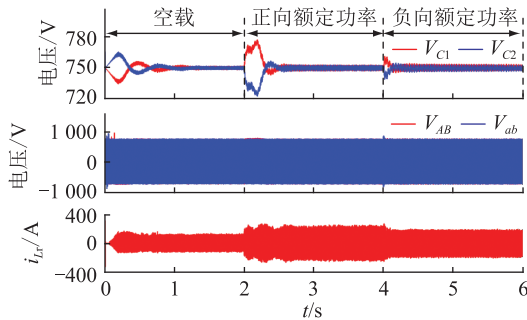


图 10 不对称控制模式下空载和带载电压电流

Fig.10 Voltages and currents under no-load and with-load condition in asymmetric control mode

设置内部不平衡因素,存在脉冲误差情况下的不对称控制效果如图 11 所示。基于图 10 所设条件,在 1 s—2 s、3 s—4 s、5 s—6 s 时分别人为设置实际输出的 d_1 和 d_4 比通过计算获得的数据分别小 0.01 和 0.02,折算到时间为 3.33 μ s 和 6.66 μ s,远大于实际中可能存在的脉冲误差。由图 11 可知,即使存在脉冲误差,由于 Δd 本身是可变调节量,故并不影响控制效果。

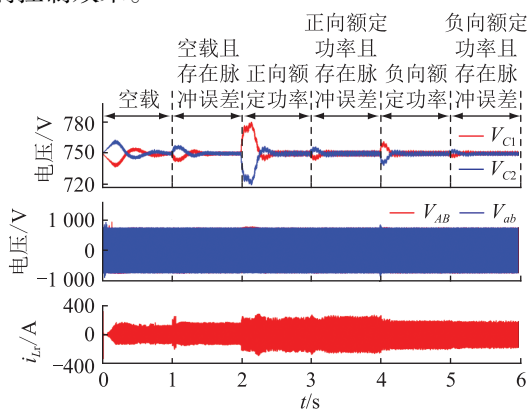


图 11 存在脉冲误差情况下的不对称控制效果

Fig.11 Asymmetric control effect in the presence of pulse error

5 结语

文中针对 HBTL-DAB 电路在对称控制模式下不能实现空载均压的问题,进行了理论分析和公式推导。由于空载时正负半周期内,电流是对称的,所以无论如何调节占空比,半周期内向外传输的能量为零,因此不能进行均衡调节。

文中提出的不对称控制方法,打破了上述对称性,并计算出了 2 种空载工况下的能量偏差,指出了影响上下直流母线电容电压均衡控制效果的主要因素。文中针对不对称控制方法进行了多种工况的仿真验证,结果表明无论是外部不平衡因素持续存在,还是内部存在脉冲偏差,不对称控制方法都能获得较好的均压效果。

文中重点对空载不均压情况进行了研究,并未就不对称控制模式下的软开关情况进行分析,下一步将重点研究不对称控制对软开关效果的影响。

参考文献:

- [1] 刘贝,涂春鸣,肖凡,等. 中低压直流变压器拓扑与控制综述[J]. 电力自动化设备,2021,41(5):232-246.
LIU Bei, TU Chunming, XIAO Fan, et al. Review of topology and control strategy of medium-and low-voltage DC transformer[J]. Electric Power Automation Equipment, 2021, 41(5): 232-246.
- [2] 张宸宇,袁宇波,袁晓冬,等. 基于开关复用型子模块的电力电子变压器及其控制策略[J]. 电力工程技术,2021,40(5):100-106.
ZHANG Chenyu, YUAN Yubo, YUAN Xiaodong, et al. Power electronic transformer and its control strategy based on sub-modules with duplicated switches[J]. Electric Power Engineering Technology, 2021, 40(5): 100-106.
- [3] 王志刚,侯凯,王小红,等. 中压侧双极短路故障下改进型 ISOP 直流变压器的参数关系和直流电抗器电感计算[J]. 电力自动化设备,2022,42(6):218-224.
WANG Zhigang, HOU Kai, WANG Xiaohong, et al. Parameter relationship and inductance calculation of DC reactor for improved ISOP type DCT during bipolar short circuit fault at medium voltage side[J]. Electric Power Automation Equipment, 2022, 42(6): 218-224.
- [4] 刘朋,陈昌松,段善旭. 带飞跨电容的三电平全桥直流变换器输入中点电压的自平衡分析[J]. 电工技术学报,2018,33(18):4335-4344.
LIU Peng, CHEN Changsong, DUAN Shanxu. Self-balance mechanism analysis of the neutral point voltage in three-level full bridge DC-DC converter with flying capacitors[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(18): 4335-4344.
- [5] 姚远. 三电平逆变器中点电位平衡与输出电压谐波问题研究[D]. 广州:华南理工大学,2018.
YAO Yuan. The research on the neutral point potential osci-

- llation and the output harmonic voltage issue of the three-level NPC inverter[D]. Guangzhou: South China University of Technology, 2018.
- [6] 陈鹏飞,唐芬,吴学智,等. 三电平并网变流器中点电位自平衡特性分析及拓扑改进[J]. 电力系统自动化, 2019, 43(24):171-180.
CHEN Pengfei, TANG Fen, WU Xuezhi, et al. Self-balancing characteristic analysis of neutral point potential and improved topology of three-level grid-connected converter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2019, 43(24):171-180.
- [7] FILBA-MARTINEZ A, BUSQUETS-MONGE S, BORDONAU J. Modulation and capacitor voltage balancing control of multilevel NPC dual active bridge DC-DC converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(4):2499-2510.
- [8] 崔恒斌,任海军,周涛. 基于SiC器件的三电平半桥单电感均压电路[J]. 电源学报, 2021, 19(3):182-188.
CUI Hengbin, REN Haijun, ZHOU Tao. Three-level half-bridge one-inductor voltage balance circuit based on SiC device[J]. Journal of Power Supply, 2021, 19(3):182-188.
- [9] 刘朋. 中点箝位型(NPC)三电平变换器及其调制技术研究[D]. 武汉:华中科技大学, 2018.
LIU Peng. Research of three-level neutral point clamped type converters and their modulation strategies[D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2018.
- [10] 张茂强,骆仁松,汪涛,等. 电力电子变压器用混合三电平双向DC/DC功率模块设计[J]. 山东电力技术, 2020, 47(4):24-29.
ZHANG Maoqiang, LUO Rensong, WANG Tao, et al. Design of hybrid three-level bidirectional DC/DC power module for power electronic transformers[J]. Shandong Electric Power, 2020, 47(4):24-29.
- [11] 王金平,翟飞,姜卫东,等. 一种全范围内中点电压平衡的中点钳位型三电平变换器的扩展非连续脉宽调制策略[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(6):1770-1782, 1873.
WANG Jinping, ZHAI Fei, JIANG Weidong, et al. An extended DPWM for neutral point clamped three-level converter with a full range of neutral point voltage balance[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(6):1770-1782, 1873.
- [12] KIM S, CHA H, KIM H G. High-efficiency voltage balancer having DC-DC converter function for EV charging station[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(1):812-821.
- [13] LEE J Y, KIM H S, JUNG J H. Enhanced dual-active-bridge DC-DC converter for balancing bipolar voltage level of DC distribution system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(12):10399-10409.
- [14] 李霞林,张雪松,郭力,等. 双极性直流微电网中多电压平衡器协调控制[J]. 电工技术学报, 2018, 33(4):721-729.
LI Xialin, ZHANG Xuesong, GUO Li, et al. Coordinated control of multiple voltage balancers in a bipolar DC microgrid[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(4):721-729.
- [15] 贾炳鑫. 双有源桥DC/DC变换器直流偏磁抑制与并联均流控制[D]. 济南:山东大学, 2020.
JIA Bingxin. Paralleled current sharing and DC bias suppression for dual active bridge DC/DC converter[D]. Jinan: Shandong University, 2020.
- [16] 王天威,邵帅,张军明. DAB DC-DC变流器的磁平衡控制方法[J]. 电工技术, 2018(11):37-39, 42.
WANG Tianwei, SHAO Shuai, ZHANG Junming. A magnetic balance control method for DAB DC-DC converter[J]. Electric Engineering, 2018(11):37-39, 42.
- [17] 雷涛,李龙春,邬岑颖,等. 双有源桥DC-DC暂态直流偏置分析和抑制策略研究[J]. 电气工程学报, 2018, 13(7):8-15.
LEI Tao, LI Longchun, WU Cenyong, et al. Study of transient DC bias analysis and suppression methods in dual active bridge converter[J]. Journal of Electrical Engineering, 2018, 13(7):8-15.
- [18] 王付胜,翟敬宇,李睿,等. DAB变换器暂态直流偏置的分析和抑制策略[J]. 电力电子技术, 2021, 55(10):112-116.
WANG Fusheng, ZHAI Jingyu, LI Rui, et al. Analysis and suppression strategy of the transient DC bias of DAB converter[J]. Power Electronics, 2021, 55(10):112-116.
- [19] 王瑞田,肖飞,范学鑫,等. 三电平移相全桥直流变换器的变压器直流偏置分析与抑制[J]. 电工技术学报, 2019, 34(16):3345-3354.
WANG Ruitian, XIAO Fei, FAN Xuexin, et al. Analysis and suppression of transformer DC-bias for DC-DC converter with three-level phase-shift full-bridge topology[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(16):3345-3354.
- [20] 张博诚. 双有源桥(DAB)变流器的磁偏抑制方法探究[D]. 杭州:浙江大学, 2020.
ZHANG Bocheng. Research on the DC bias suppression method for a dual-active-bridge converter[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2020.
- [21] 柳龙,安昱,陈雪. 电压隔离型混合半桥三电平LLC-DCT特性分析[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(21):7022-7036.
LIU Long, AN Yu, CHEN Xue. Characteristic analysis of voltage isolated hybrid half-bridge tri-level LLC-DCT[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(21):7022-7036.
- [22] 金莉,陈晨. 基于通用移相控制的3L-DAB变换器回流功率最小优化控制策略[J]. 广东电力, 2020, 33(12):56-64.
JIN Li, CHEN Chen. Optimal control strategy for minimum reflux power of 3L-DAB converter based on general phase shift control[J]. Guangdong Electric Power, 2020, 33(12):56-64.
- [23] 庄桂元,张兴,刘威,等. 带飞跨电容的三电平拓扑中SiC MOSFET过电压与过电流保护[J]. 电工技术学报, 2021, 36(2):341-351.
ZHUANG Guiyuan, ZHANG Xing, LIU Wei, et al. Overvoltage and overcurrent protection of SiC MOSFET in three-level topology with flying capacitor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(2):341-351.
- [24] 童安平,邵持,杭丽君,等. 混合三电平DAB变换器软开关

分析与多目标优化调制技术研究[J]. 中国电机工程学报, 2020,40(24):8098-8110,8247.

TONG Anping, SHAO Chi, HANG Lijun, et al. Investigation on soft switching characteristics and the multi-objective optimized modulation strategy for hybrid three-level DAB converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2020,40(24):8098-8110,8247.

[25] 谷庆,袁立强,赵争鸣,等. 基于三重移相控制的双有源桥 DC-DC 变换器性能综合优化[J]. 清华大学学报(自然科学版),2019,59(10):785-795.

GU Qing, YUAN Liqiang, ZHAO Zhengming, et al. Performance comprehensive optimization of dual active bridge DC-DC converter based on triple phase shift control[J]. Journal of Tsinghua University (Science and Technology), 2019,59(10):

785-795.

作者简介:



王志刚

王志刚(1985),男,硕士,高级工程师,从事交直流配电网技术、直流变压器技术、新能源并网技术相关工作(E-mail:wangzhigang2@sgepri.sgcc.com.cn);

王后生(1984),男,硕士,高级工程师,从事交直流配电网技术、直流变压器技术、电力电子建模分析相关工作;

张青杰(1979),男,硕士,高级工程师,从事直流变压器技术相关工作。

Asymmetric voltage equalization control strategy of half-bridge three-level dual active bridge

WANG Zhigang^{1,2,3}, WANG Housheng^{1,2,3}, ZHANG Qingjie^{1,2,3}, WU Jinli^{1,2,3}, GE Weimei^{1,2,3}

(1. State Key Laboratory of Smart Grid Protection and Control, Nanjing 211106, China;

2. NARI Group Corporation (State Grid Electric Power Research Institute), Nanjing 211106, China;

3. NARI Technology Co., Ltd., Nanjing 211106, China)

Abstract: To make sure the half-bridge three-level dual active bridge (HBTL-DAB) circuit works correctly, the problem of capacitor voltage equalization between the upper and lower direct current (DC) buses on the three-level side must be solved. In the traditional symmetrical control mode, the capacitor voltage equalization control under load can be achieved by fine-tuning the duty cycle. However, in the case of no-load, the symmetrical control mode is difficult to realize the balance adjustment of the upper and lower DC bus capacitor voltages from the control strategy. Therefore, in view of the above problem, an asymmetric control method for the HBTL-DAB circuit is proposed. Firstly, the reason why the symmetrical mode cannot be equalized is theoretically analyzed. And then according to the asymmetric method, energy deviation on the upper and lower DC bus capacitor between positive and negative half cycles under no-load conditions is calculated. The capacitor voltage equalization control is achieved by adjusting the energy deviation, and the main factors affecting the effect of voltage balance control are also pointed out. Finally, the asymmetric control method is verified under various working conditions by simulation. The results show that no matter in condition of existing external continuous unbalance factors, or external initial unbalance factors, or internal pulse error factors, voltage balance adjustment is achieved by the asymmetric control method under no-load and loaded conditions.

Keywords: half-bridge three-level (HBTL); dual active bridge (DAB); symmetric control; asymmetric control; midpoint potential balance; voltage equalization

(编辑 吴楠)